

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.15>

УДК 621.373

## МЕТОДЫ СИНТЕЗА ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ СО СТУПЕНЧАТЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Н. К. Галкин, Н. А. Голов

Московский государственный технический университет им. Н.Э.Баумана,  
105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5

Статья поступила в редакцию 9 июня 2021 г.

**Аннотация.** Исследованы и обобщены методы и принципы генерирования сигналов со ступенчатым изменением частоты (СИЧ). Описаны математические модели СИЧ сигналов. Реализованы программные модели сигнала для оценки возможности создания устройства синтеза зондирующих сигналов (ЗС), позволяющих повысить разрешающую способность радиолокационных станций (РЛС) по дальности. Предложены подходы к расчету устройства синтеза ЗС со СИЧ. Рассмотрена возможность генерирования сигналов СИЧ в оптическом диапазоне длин волн на основе лазеров для создания многодиапазонных радиофотонных радиолокаторов. Сделаны выводы о возможности создания перспективных многодиапазонных РЛС с единым задающим оптоэлектронным генератором.

**Ключевые слова:** устройство генерирования сигналов, синтез сигналов, ступенчатое изменение частоты, внутриимпульсная модуляция, оптоэлектронный генератор, перспективные РЛС.

**Abstract.** Methods and principles of stepped frequency signals generation are researched and generalized. Mathematical models of stepped frequency signals are described. Software signal models are implemented to evaluate the possibility of developing a device for probing signals synthesizing. These signals can increase the range resolution of radars. As an example, a schematic calculation of the device for stepped frequency probing signals synthesis is carried out. The possibility of stepped frequency signals generation in the optical wavelength range based on lasers for multi-band radars development is considered. Conclusions are drawn about the

possibility of creating advanced multiband radars with a single optoelectronic oscillator.

**Key words:** electronic oscillator, stepped-frequency (SF) signal, chirp-subpulse modulation, optoelectronic generator, advanced radars.

## Введение

Сверхширокополосные сигналы, реализуемые методом ступенчатого изменения частоты, находят все большее применение в радиосистемах передачи информации, телекоммуникационных системах, радиосвязи и радиолокации. Это объясняется возможностью достижения большей разрешающей способности по дальности, пропускной способности в перспективных радиолокационных средствах. Впервые импульсы с разной частотой стали использовать в микроволновых радиометрах и скаттерометрах, а также в подповерхностной радиолокации. Данным применениям сигналов, получившим впоследствии название СИЧ сигналов, посвящено довольно большое число отечественных и зарубежных работ [1-4]. В настоящее время к новым и перспективным направлениям в сверхширокополосной радиолокации с применением сигналов СИЧ относятся:

- радиолокационные системы с синтезированием апертуры (РСА);
- радиолокаторы малой дальности для обнаружения людей за радиопрозрачными препятствиями (например, в завалах или за стенами зданий);
- радиолокационные системы на принципе пространственно распределенных приемных и передающих элементов (Multiple Input – Multiple Output “MIMO”);
- системы дистанционного мониторинга дыхания и сердцебиения человека и контактный мониторинг функционального состояния сосудистой системы в медицине.

Одним из перспективных направлений развития систем рассмотренных классов является внедрение элементов, основанных на принципах

радиофотоники, в частности оптоэлектронных генераторов (ОЭГ) с перестройкой частоты, что позволяет повысить показатели эффективности РЛС, основанных на традиционных принципах построения, и перейти к созданию РЛС, которые обладают рядом качественно-новых свойств [5].

В данной работе приведен обзор существующих методов генерирования СИЧ сигналов, рассматриваются их математические модели для оценки разрешающей способности данного типа сигналов. В качестве примера проводятся программное и схемотехническое моделирование устройства синтеза ЗС. Рассматривается возможность формирования данного типа сигналов в оптическом диапазоне и создания формирователя ЗС на основе лазеров для улучшения показателей эффективности РЛС традиционного облика.

## 1. Генерирование и математические модели СИЧ сигналов

Сигнал со ступенчатым изменением частоты представляет собой последовательность импульсов, при этом частота каждого импульса в последовательности линейно увеличивается от импульса к импульсу с фиксированным шагом  $\Delta f$ , частота первого импульса является номинальной несущей частотой, остальные определяются как разность с предыдущим импульсом. Обычно пачка состоит из  $N$  импульсов длительностью  $\tau_{имп}$  и периодом повторения  $T$ . Частота изменяется в соответствии с формулой 1:

$$f_i = f_0 + n\Delta f, \quad (1)$$

где  $f_0$  – начальная частота,  $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ .

Общая полоса, занимаемая сигналом в целом, определяется согласно выражению 2:

$$B = N \cdot \Delta f. \quad (2)$$

Последовательность импульсов данного сигнала показана на рисунке 1.

### *Генерирование СИЧ сигналов*

Существует два основных способа генерирования сигналов СИЧ: аналоговая генерация с последующей модуляцией, усилением и излучением в

пространство и цифровая генерация с переходом в аналоговую форму с помощью цифро-аналогового преобразователя. Первый вариант подразумевает воздействие на генератор, управляемый напряжением (ГУН), напряжением специальной формы. В результате чего ГУН вырабатывает колебание определенной частоты. Управляющее напряжение имеет ступенчатую форму, рисунок 2. Функциональная схема аналоговой генерации СИЧ сигнала показана на рисунке 3.

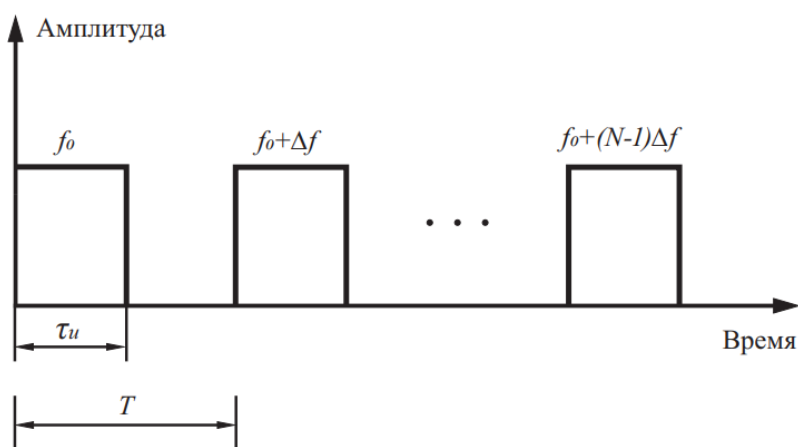


Рис. 1. Последовательность импульсов СИЧ сигнала.

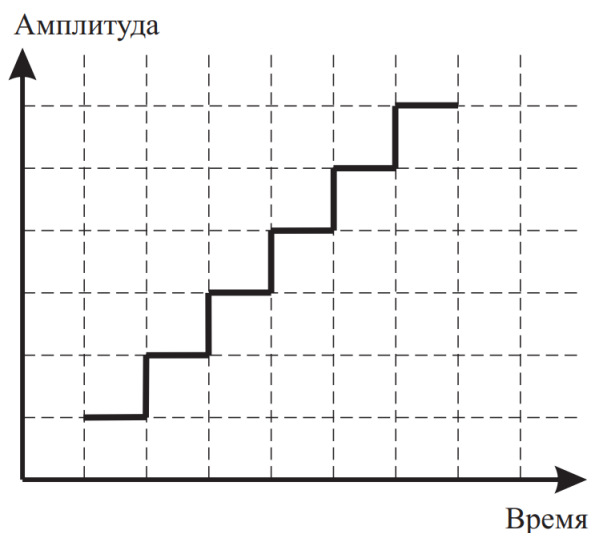
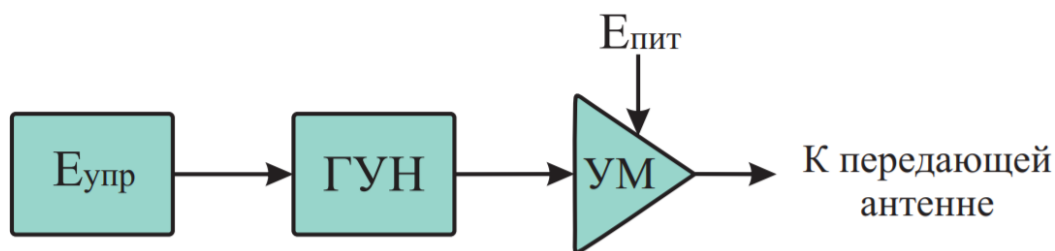


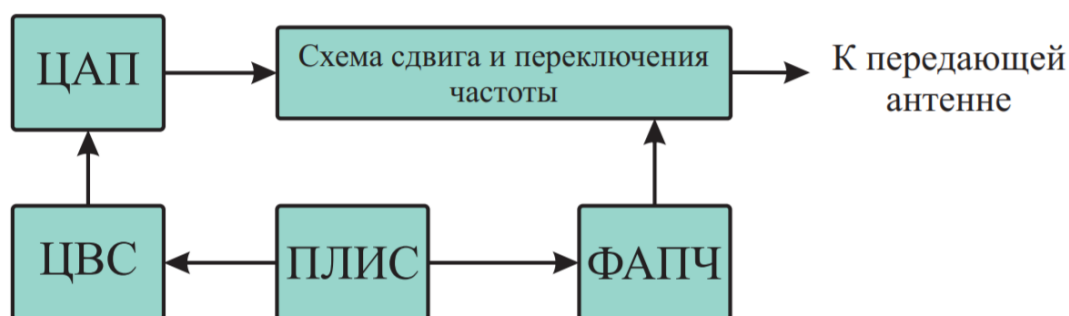
Рис. 2. Форма управляющего напряжения.



$E_{упр}$  – управляющее напряжение; ГУН – генератор, управляемый напряжением;  
 УМ – усилитель мощности;  $E_{пит}$  – напряжение питания

Рис. 3. Функциональная схема аналоговой генерации СИЧ сигнала.

Второй способ формирования сигналов СИЧ основан на сочетании схемы прямого цифрового синтеза (DDS) и фазовой автоподстройки частоты [6]. Прямой цифровой синтез обладает преимуществами высокой производительности на относительно узкой полосе частот и возможностью легко реализовать чрезвычайно малый шаг частоты, а фазовая автоподстройка имеет преимущества простой реализации на широкой полосе и обеспечения высокой комплексной производительности, особенно при реализации большого шага частоты. Однако стоит отметить, что применение DDS имеет ограничения, связанные с цифро-аналоговым преобразователем, так как спектр на выходе зависит от его качества, и с процессом дискретизации, так как не получится синтезировать сигнал с частотой, которая больше половины тактовой частоты (в практических приложениях она еще меньше).



ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор;  
 ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема; ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

Рис. 4. Функциональная схема цифровой генерации СИЧ сигнала.

В данном способе используется взаимодополняемость преимуществ между DDS и контуром ФАПЧ. ЦВС используется для синтеза узкополосных

сигналов малого шага, контур ФАПЧ используется для синтеза широкополосных сигналов большого шага, которые в последствии объединяются вместе посредством сдвига частоты, таким образом генерируются СИЧ сигналы. Функциональная схема цифровой генерации СИЧ сигнала показана на рисунке 4.

### Математические модели

Математические модели сигналов со ступенчатым изменением частоты могут описывать РЛС двух видов, первые используют пачку импульсов, вторые – непрерывный сигнал.

При использовании пачки, излученный в пространство сигнал с амплитудой  $A_1$  для  $n$ -го импульса определяется по формуле 3:

$$s_1(t) = A_1 \cos[2\pi(f_0 + n\Delta f)t], \quad (3)$$

тогда принятый отраженный от цели сигнал, находящийся на расстоянии  $R$ , после временной задержки  $2R/c$  задается формулой 1.4:

$$s_2(t) = A_2 \cos[2\pi(f_0 + n\Delta f)(t - 2R/c)], \quad (4)$$

где  $A_2$  – амплитуда принятого сигнала,  $c$  - скорость света.

Закон изменения частоты сигнала показан на рисунке 5.

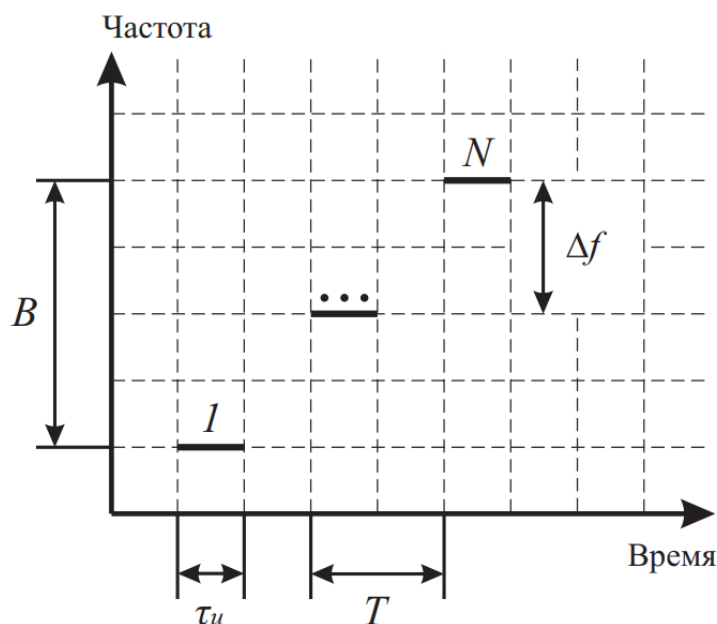


Рис. 5. Закон изменения частоты СИЧ сигнала.

РЛС непрерывного излучения со СИЧ, использует метод синтеза импульса в частотной области так, что длительность (ширина) импульса на каждой несущей частоте шага равна шагу изменения частоты [7]. Частота изменяется в соответствии с шагом  $\Delta f$  за все время излучения  $T_{изл}$  сигнала. Полоса  $B$  может быть вычислена из шага частоты, умноженного на количество передаваемых фрагментов  $N$ , по формуле 5:

$$B = f_B - f_H = N\Delta f, \quad (5)$$

где  $f_B$  и  $f_H$  – верхняя и нижняя частота среза соответственно.

Математическая модель ступенчатого непрерывного сигнала записывается выражением 6:

$$S_i(m) = A \sum_{i=1}^N e^{j2\pi \left(\frac{f_i}{f_\delta}\right) m} \quad (6)$$

где  $S_i$  – дискретизированный передающий ступенчатый непрерывный сигнал,

$A$  – амплитуда всех частотных составляющих,

$f_\delta$  – частота дискретизации,

$m$  – индекс дискретизации (для случая одной несущей частоты),  $m = 1 \dots M$ .

Закон изменения частоты показан на рисунке 6.

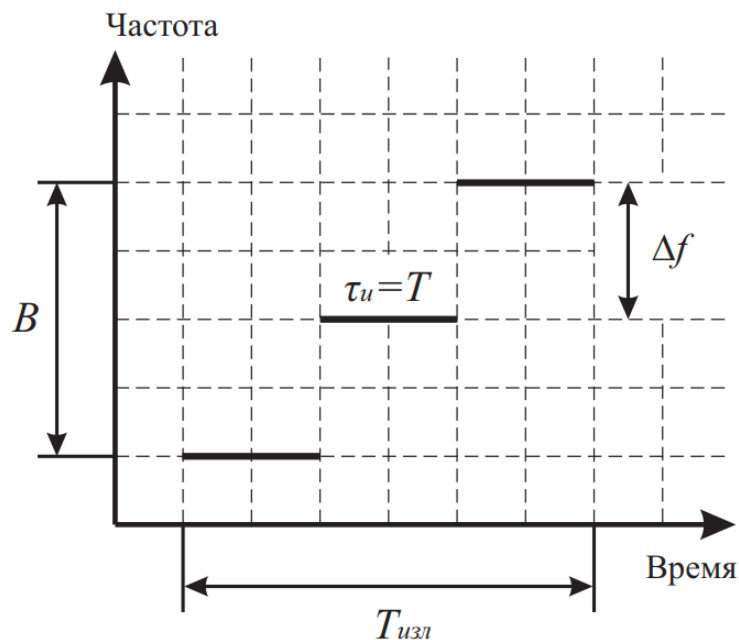
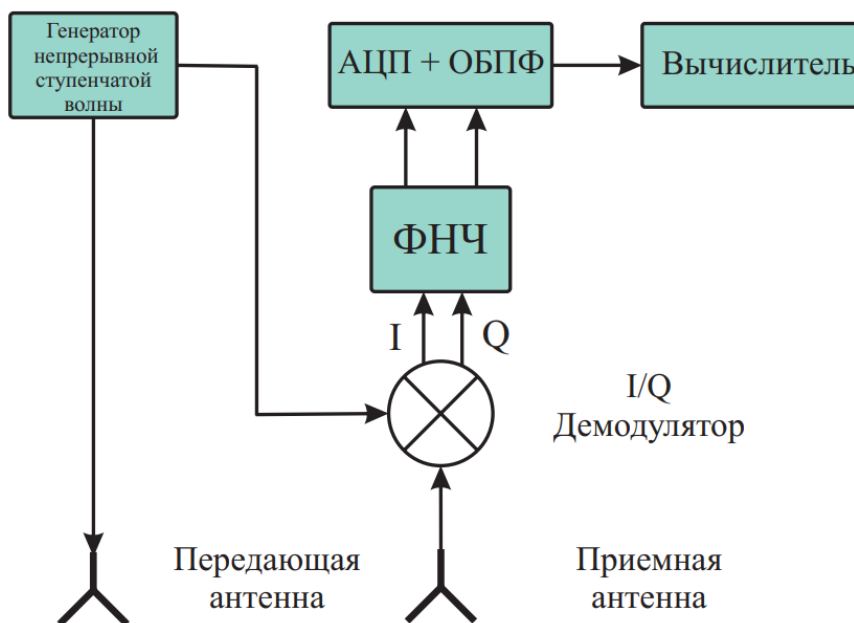


Рис. 6. Закон изменения частоты СИЧ сигнала непрерывного излучения.

Преимуществом непрерывного излучения СИЧ сигнала, в отличие от импульсного, является более широкий динамический диапазон и возможность достижения более высокой выходной мощности [8-9]. Структурная схема РЛС непрерывного излучения со СИЧ показана на рисунке 7.



АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье; ФНЧ – фильтр нижних частот

Рис. 7. Структурная схема РЛС непрерывного излучения со СИЧ.

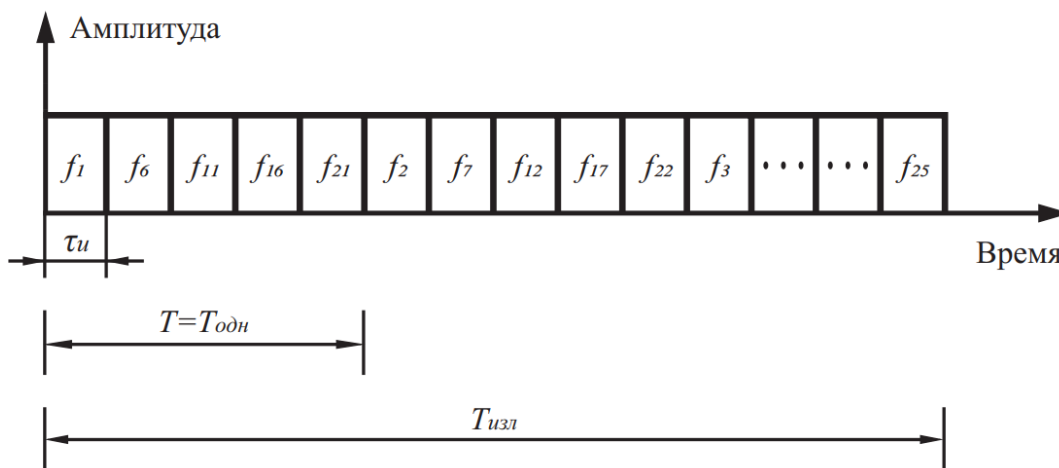


Рис. 8. Квазинепрерывный сигнал со ступенчатым изменением частоты.

Существует модель квазинепрерывного сигнала СИЧ, который используется в качестве ЗС. РЛС излучает пачку из  $N$  радиоимпульсов, рисунок 8, с длительностью каждого импульса  $\tau_{имп}$ . В интервал однозначного измерения



дальности  $T_{одн}$  помещается  $M$  импульсов, причем  $M$  определяется выражением (7):

$$M = \frac{T_{одн}}{\tau_{имп}}. \quad (7)$$

Суммарное время излучения равно  $N\tau_{имп}$ , что в  $M$  раз меньше, в отличие от использования обычной традиционной пачки импульсов. Частота заполнения каждого импульса  $f_i$  выбирается согласно закону кодирования 8:

$$f_i = f_0 + n\Delta f + m\Delta F = f_{n+mM}, \quad (8)$$

где  $f_0$  – несущая частота сигнала,

$$n = 0, 1, 2, \dots, N/M - 1,$$

$\Delta f = B/N$  – малый шаг изменения частоты,

$B = c/(2\Delta R)$  – синтезируемая ширина спектра сигнала,

$$m = 0, 1, 2, \dots, M - 1,$$

$\Delta F = M\Delta f$  – большой шаг изменения частоты.

Закон изменения частоты, определяемый выражением (8), приведен на рисунке 9.

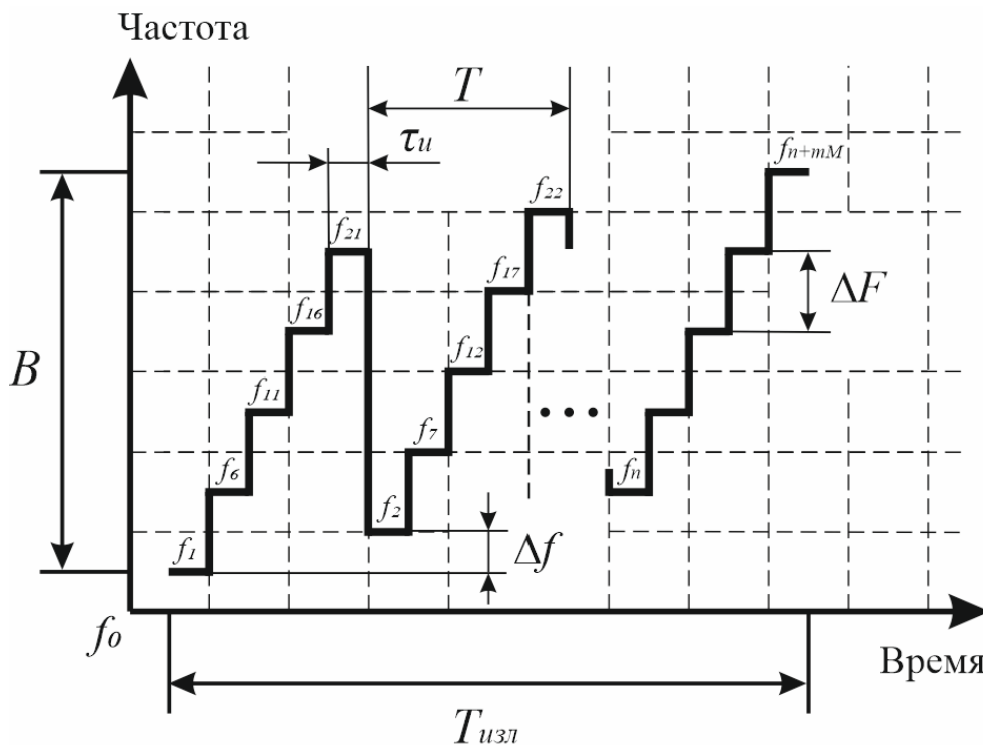


Рис. 9. Закон изменения частоты квазинепрерывного СИЧ сигнала.

Математическая модель ЗС  $U_1(t)$  может быть представлена выражением 9:

$$U_1(t) = \exp\left[j2\pi(f_0 + n\Delta f + m\Delta F)[t - \tau(m + M \cdot n)]\right]. \quad (9)$$

Считая, что ЗС отражается от одиночной точечной цели, имеющей радиальную скорость  $V_r$  и расположенной на расстоянии  $R_0$ , отраженный сигнал  $U_2(t)$  будет определяться выражением 10:

$$U_2(t) = A_2 \exp\left\{j2\pi(f_0 + n\Delta f + m\Delta F)[t - \tau(m + M \cdot n) - \frac{2R_0 + 2V_r\tau(m + M \cdot n)}{c}]\right\} + w(t), \quad (10)$$

где  $A_2$  – амплитуда принятого сигнала,

$w(t)$  – шумовая помеха.

Данная модель позволяет существенно сократить время анализа, без ухудшения высокой пространственной разрешающей способности по дальности [10]. Проведя оценку данной модели, можно заключить, что она корректна только для медленно движущихся целей. При увеличении скорости увеличиваются доплеровские частоты, фильтрация которых затруднительна. В результате чего, утрачивается высокая пространственная разрешающая способность.

### ***Наполнение СИЧ сигналов***

Самой простой формой наполнения СИЧ является последовательное изменение частоты внутри единичного импульса, в результате получается ступенчатая линейная частотная модуляция.

Ступенчатый линейно частотно модулированный сигнал представляет собой серию ЛЧМ-импульсов со скачкообразно изменяющейся несущей частотой [11], а его выражение во временной области представлено формулой 11:

$$S_1(t) = \frac{1}{\sqrt{NT}} \sum_{i=0}^{N-1} u(t - iT) \cdot e^{(j2\pi f_i t)}, \quad (11)$$

где ЛЧМ внутри импульса определяется выражением 12:

$$u(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot e^{(j\pi K t^2)}, \quad (12)$$

Входящая в состав выражения (12) прямоугольная функция  $rect(\bullet)$  описывается формулой 13:

$$rect\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0, & t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2} \end{cases}, \quad (13)$$

а  $K$  – наклон ЛЧМ-импульса определяемый выражением 14:

$$K = \frac{B}{T_{изл}}, \quad (14)$$

где  $T_{изл}$  – время излучения.

Закон изменения частоты ступенчатого ЛЧМ сигнала показан на рисунке 10.

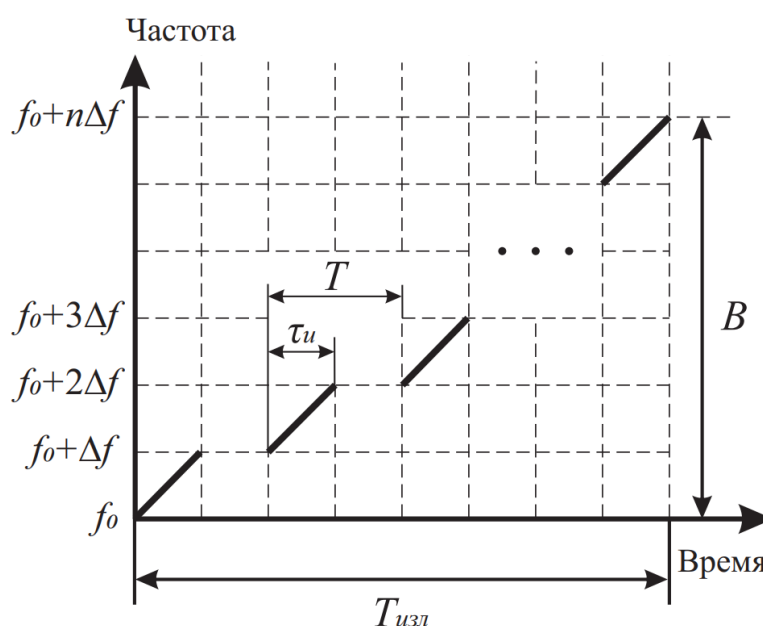


Рис. 10. Закон изменения частоты ступенчатого сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ.

В данном случае  $\Delta f$  не является константой, оно изменяется внутри единичного импульса.

Отраженный от точечной цели сигнал записывается выражением 15:

$$S_2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot rect\left(\frac{t - iT_{нов} - \tau}{T}\right) \cdot \exp\left[j\pi K(t - iT_{нов} - \tau)^2\right] \times \exp\left[-j2\pi(f_0 + i\Delta f)\tau\right], \quad (15)$$

где  $A_i$  – амплитуда  $i$ -го импульса отраженного сигнала,

$$\tau = 2R/c.$$

Ступенчатый ЛЧМ (СЛЧМ) сигнал обладает высоким диапазоном разрешения, в отличие от традиционных СИЧ сигналов, которые показывают «призрачные изображения», когда в единичной просматриваемой области пространства имеется более одной блестящей точки разрешения [12].

Помимо внутриимпульсной ЛМЧ, заполнение «ступенек» частоты может происходить случайным шумом (eng. SFRNS). Построение происходит путем объединения метода формирования сигнала СИЧ и метода случайного наложения шума. Закон изменения частоты такого сигнала показан на рисунке 11.

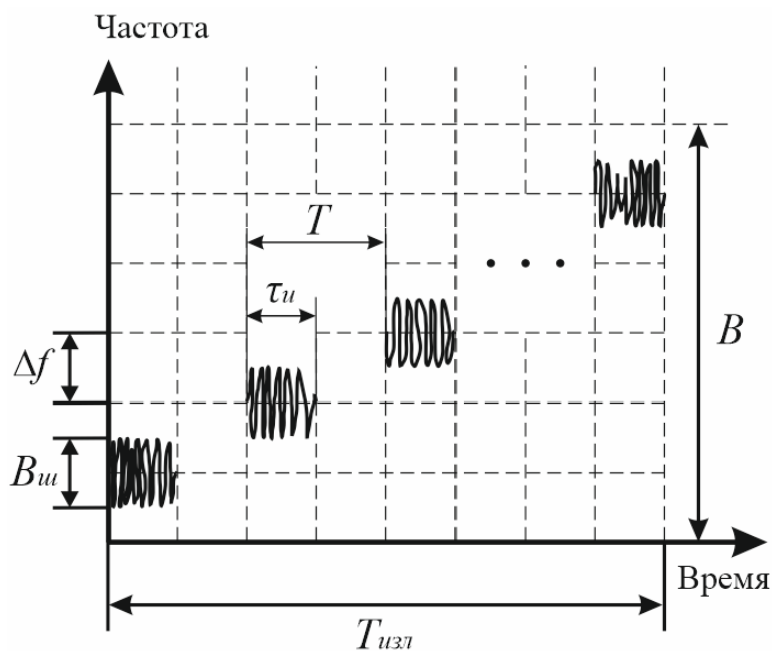


Рис. 11. Закон изменения частоты ступенчатого сигнала со случайным шумом.

Преимуществом данного сигнала является увеличение разрешающей способности, в сравнении с обычным СИЧ сигналом, это связано с оценкой дисперсии шума в принятой реализации и возможностью его оценки при обработке. Результаты моделирования в работе [13] подтверждают эту высокую разрешающую способность SFRNS сигнала.

Более сложным вариантом наполнения является ступенчато-частотное фазовое кодирование с несколькими несущими. Радиолокационные сигналы с

таким наполнением имеют множество преимуществ, таких как гибкость выбора параметров самого сигнала и хорошая спектральная эффективность [14].

Комплексная огибающая последовательности импульсов СИЧ сигнала с фазовым кодированием на нескольких несущих описывается формулой 16:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{mrcpsf}(t) = & \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \omega_n a_{n,m,p} \cdot s[t - (m-1)\tau_{имп} - (p-1)T] \times \\ & \times \exp[j2\pi(n-1)\Delta f(t - (p-1)T)] \cdot \exp[j2\pi(p-1)Bt], \end{aligned} \quad (16)$$

где  $P$  – количество импульсных пачек последовательности,

$N$  – количество фазо-модулированных битов,

$M$  – номер несущей,

$\omega_n$  – частота, определяемая выражением 17:

$$\omega_n = |\omega_n| e^{j\theta_n}, \quad (17)$$

$a_{n,m,p}$  – амплитуда, определяемая выражением 18:

$$a_{n,m,p} = e^{j\varphi_{n,m,p}}, \quad (18)$$

где  $\varphi_{n,m,p}$  –  $m$ -ый фазовый элемент  $n$ -ой последовательности в  $p$ -м импульсе,

$\tau_{имп}$  – длительность единичного импульса,

$T$  – период повторения импульсов,

$\Delta f = 1/t_b$  – разность частот между двумя соседними несущими,

$B$  – полоса частот, занимаемая одной пачкой.

Закон изменения частоты СИЧ сигнала с фазовым кодированием на нескольких несущих показан на рисунке 12.

Используя различные методы фазовой модуляции, есть возможность генерировать два различных типа СИЧ сигналов с частотно-фазовым кодированием последовательности импульсов. Фаза единичного импульса каждой поднесущей частоты внутри пачки может модулироваться, тем самым продолжая счет последовательности внутри всех пачек, а может повторяться определенными значениями от пачки к пачке, рисунок 13.

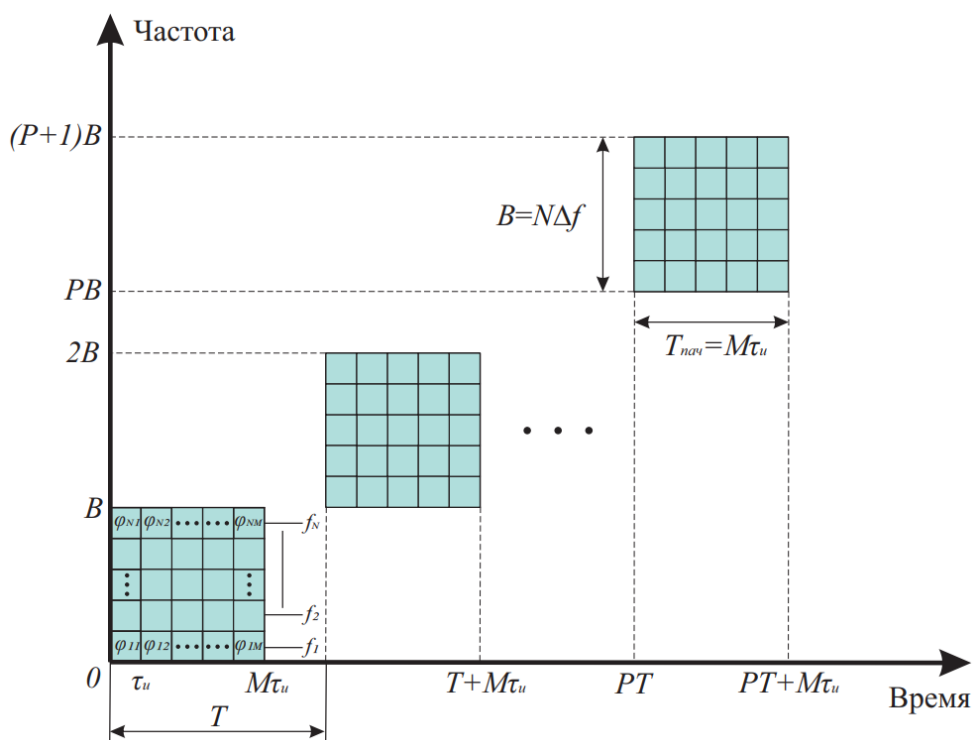


Рис. 12. Закон изменения частоты СИЧ сигнала с фазовым кодированием на нескольких несущих.

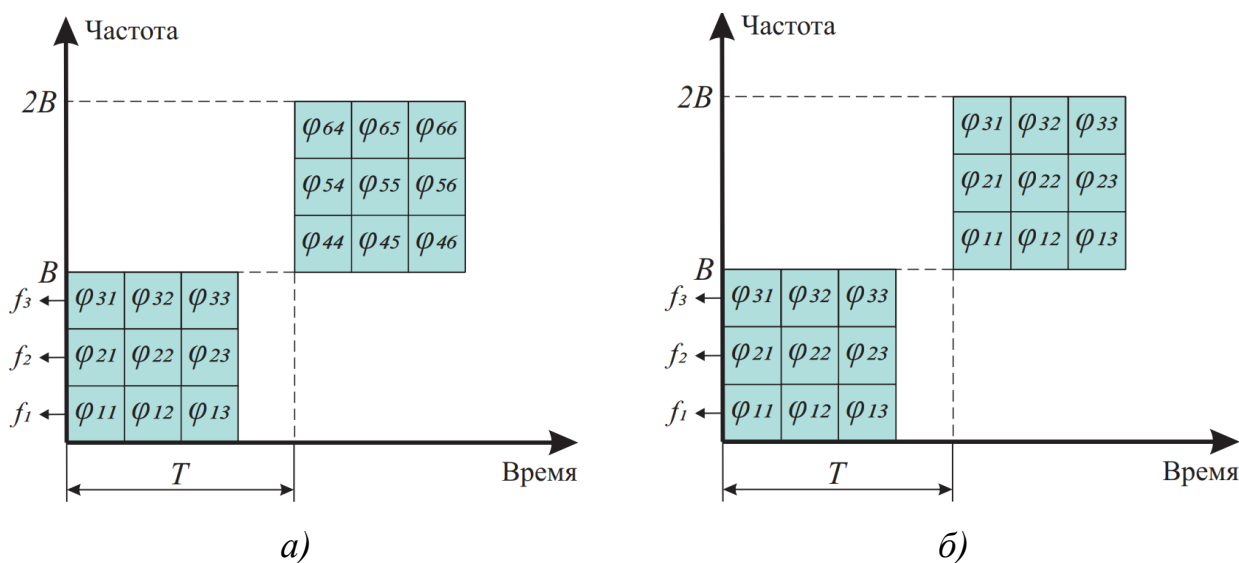


Рис. 13. Изменение фазы единичного импульса внутри пачки для продолжающейся последовательности а) и повторяющейся б).

Простая СЛЧМ и линейная частотная манипуляция сигнала широко используются в радиолокационных системах. Однако такие СЛЧМ страдают от пространственной дисперсии, обусловленной различными скоростями распространения волн от отдельных блестящих точек объекта (или от разных объектов). Наблюдается различие в доплеровском смещении. Суммарное

влияние пространственной дисперсии приводит к уширению линий, которая ухудшает разрешение РЛС, особенно при слежении за несколькими целями. Кроме того, фиксированное скачкообразное изменение частоты или частотно-кодированная последовательность могут быть легко предсказаны приемником перехвата в системах радиоэлектронного противодействия (РЭБ), что ограничивает эффективность радиолокационной защиты от помех. Для решения таких задач используется синтезированный широкополосный сигнал на основе хаотического ступенчатого изменения частоты (ХСИЧ) с внутриимпульсной частотной/фазовой манипуляцией, которая также носит хаотичный характер [15].

Модель сигнала ХСИЧ с хаотической внутриимпульсной частотной/фазовой манипуляцией определяется выражением 19:

$$u(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} \operatorname{rect} \left( \frac{t - m\tau_c - n\tau_s - lT_r - \frac{\tau_c}{2}}{\tau_c} \right) \times \exp[j2\pi f_{bn}(t - lT_r)] \cdot \exp[j2\pi f_{rl}t], \quad (19)$$

где  $L$  – количество отсчетов ХСИЧ сигнала,

$N$  – количество отсчетов хаотического частотно-кодированного сигнала,

$M$  – количество отсчетов фазо-кодированного сигнала, внутри каждого частотно кодированного импульса,

$a_{nm}$  – амплитуда  $m$ -ого фазо-кодированного элемента в  $n$ -ом частотно-кодированном импульсе,

$\tau_c$  – длительность фазо-кодированного импульса,

$\tau_s = M\tau_c$  – длительность частотно-кодированного импульса,

$\tau_p$  – длительность ХСИЧ импульса,

$T_r$  – период повторения ХСИЧ импульсов.

Величины  $f_{bn}$  и  $f_{rl}$ , входящие в состав выражения (19), определяются по формулам 20-21.

Закон изменения внутриимпульсной частоты для единичного фазо-кодированного импульса:

$$f_{bn} = C_{bn} \Delta f, \quad (20)$$

где  $C_{bn} \in \{1, 2, \dots, N\}$  – массив, составляющий хаотическую последовательность,  $\Delta f$  – шаг изменения частоты.

Закон изменения частоты ХСИЧ с хаотической внутриимпульсной частотной/фазовой манипуляцией:

$$f_{rl} = f_0 + C_{rl} \Delta F, \quad (21)$$

где  $f_0$  – несущая частота,

$C_{rl} \in \{1, 2, \dots, N\}$  – массив, составляющий хаотическую последовательность,

$\Delta F$  – шаг изменения частоты.

Последовательность импульсов ХСИЧ с хаотической внутриимпульсной частотной манипуляцией (ХВЧМн)/фазовой манипуляцией (ФМн) сигнала показана на рисунке 14.

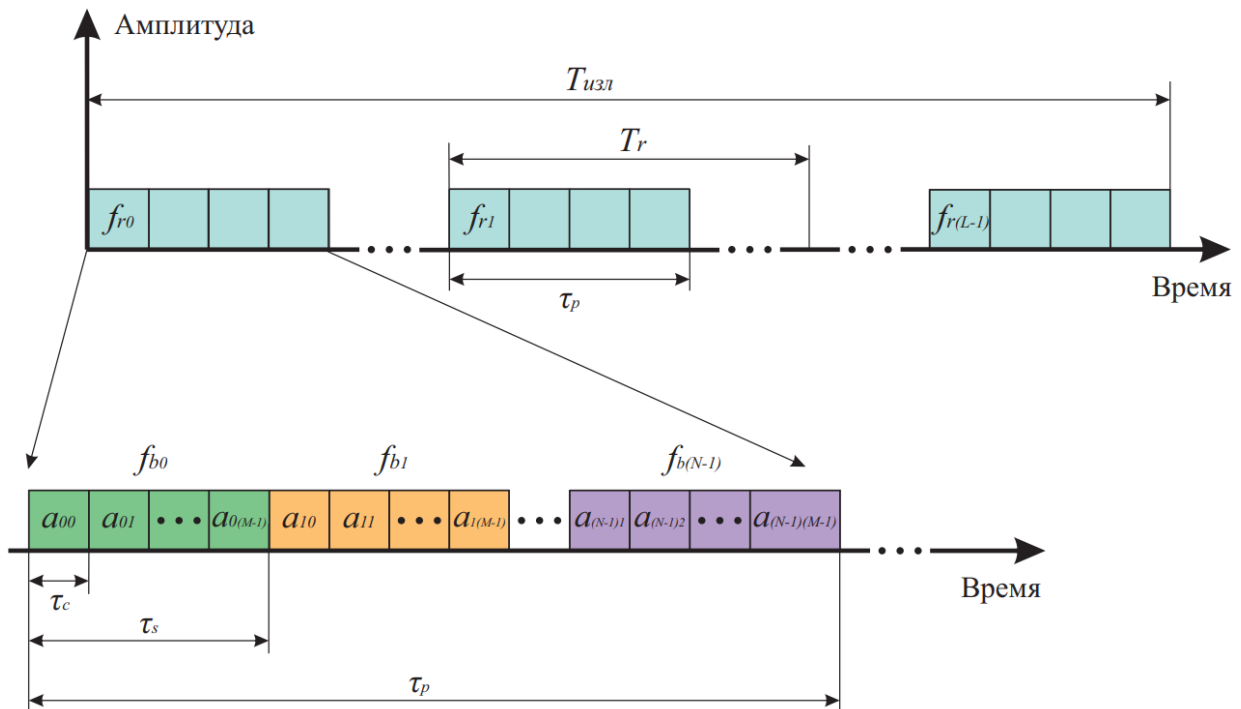


Рис. 14. Последовательность импульсов ХСИЧ с ХВЧМн/ ФМн.

Закон изменения частоты сигнала ХСИЧ с ХВЧМн/ФМн показан на рисунке 15.



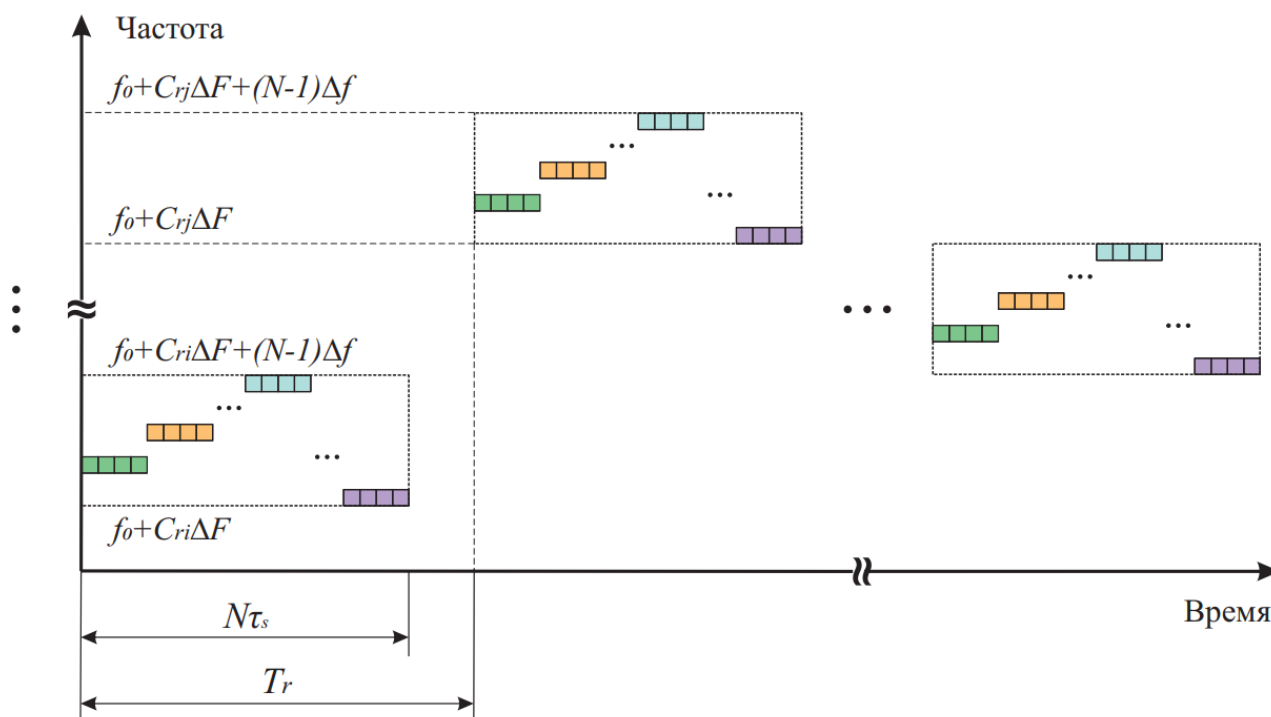


Рис. 15. Закон изменения частоты сигнала ХСИЧ с ХВЧМн/ФМн.

Сигнал данного типа значительно улучшает многоцелевое разрешение РЛС, поскольку устраняется пространственная дисперсия. Кроме того, повышается устойчивость к распознаванию сигнала перехватчиком и улучшается помехозащищенность РЛС, за счет использования хаотичной манипуляции [15].

Хаотическая скачкообразная перестройка частоты может быть легко сгенерирована, а последовательности бесконечны и аperiodичны. Таким образом, ХСИЧ с ХВЧМн/ФМн сигнал является более гибким, чем Costas-сигнал [16] и псевдослучайные последовательности [17], и имеет лучшие характеристики защиты от помех.

## 2. Результаты моделирования

Один из признаков классификации РЛС является диапазон рабочих частот. Он определяется из выбранных систем и принципов построения и целевого назначения РЛС. Однако частота самого сигнала возбуждения для устройств генерирования СИЧ сигналов лежит в пределах единиц мегагерц, это объясняется требованиями предъявляемыми к стабильности частоты выходного колебания и достижимой выходной мощности задающего устройства. Затем

обычно используется преобразование (увеличение) частоты до необходимого значения, исходя из требований работы РЛС, формирование сигнала и излучение в пространство. В следствии чего, для моделирования в среде MATLAB выбирается сигнал со следующими параметрами, таблица 1.

Таблица 1. Параметры моделируемого сигнала.

Параметр	Значение	
Начальная частота, $f_0$	1 МГц	
Шаг изменения частоты, $\Delta f$	5 кГц	10 кГц
Длительность импульса, $\tau_{имп}$	500 мкс	
Период повторения, $T$	5 мс	
Количество импульсов в пачке, $N$	3	5

На рисунке 16 показан вид моделируемого сигнала.

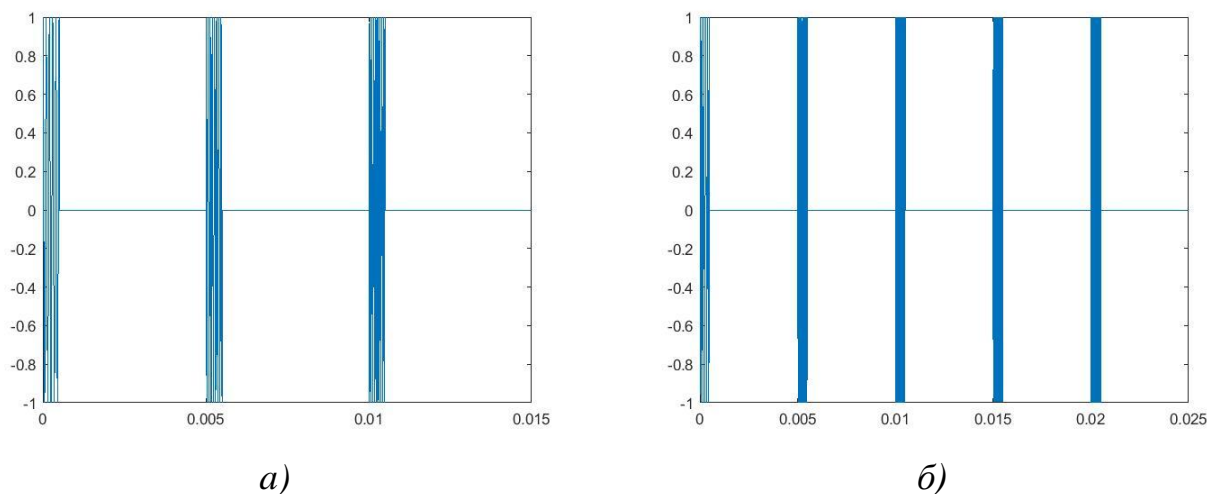


Рис. 16. Моделируемый сигнал: а) три импульса с девиацией 5 кГц и б) пять импульсов с девиацией 10 кГц

На рисунках 17-22 представлены функции неопределенности (ФН) и их сечения в нулевых плоскостях по времени и частоте для моделируемого сигнала.

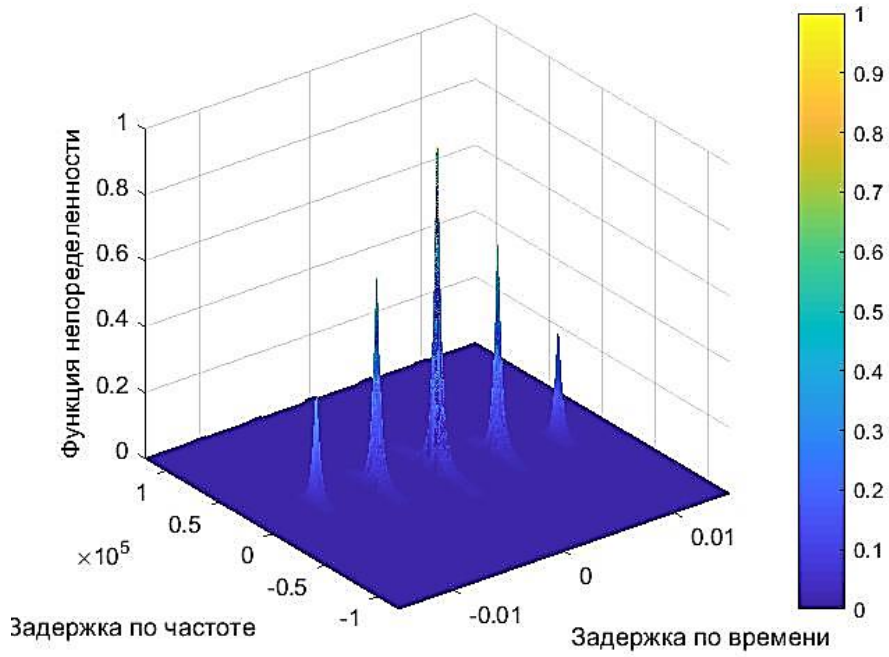


Рис. 17. ФН моделируемого сигнала ( $\Delta f = 5$  кГц,  $N = 3$ ).

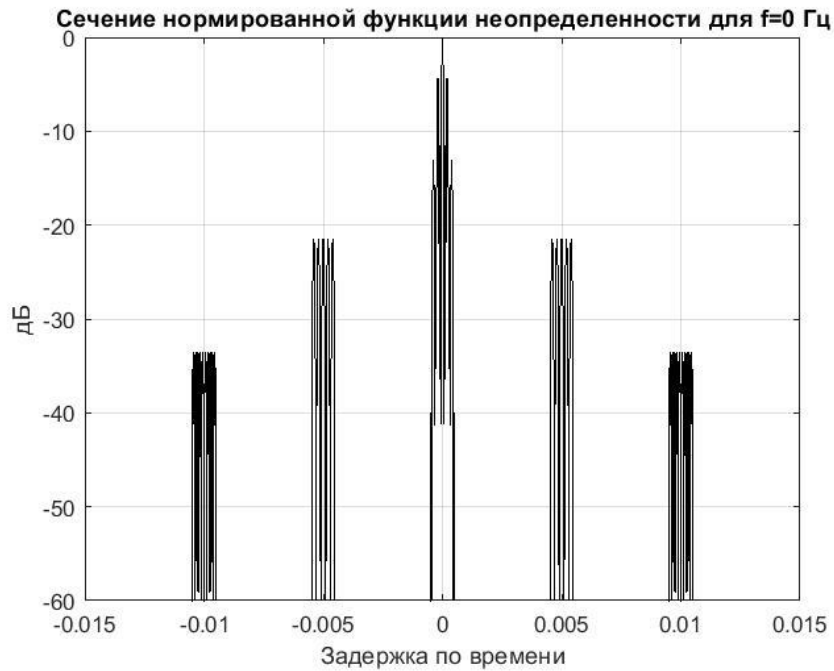


Рис. 18. Сечение ФН по времени моделируемого сигнала ( $\Delta f = 5$  кГц,  $N = 3$ ).

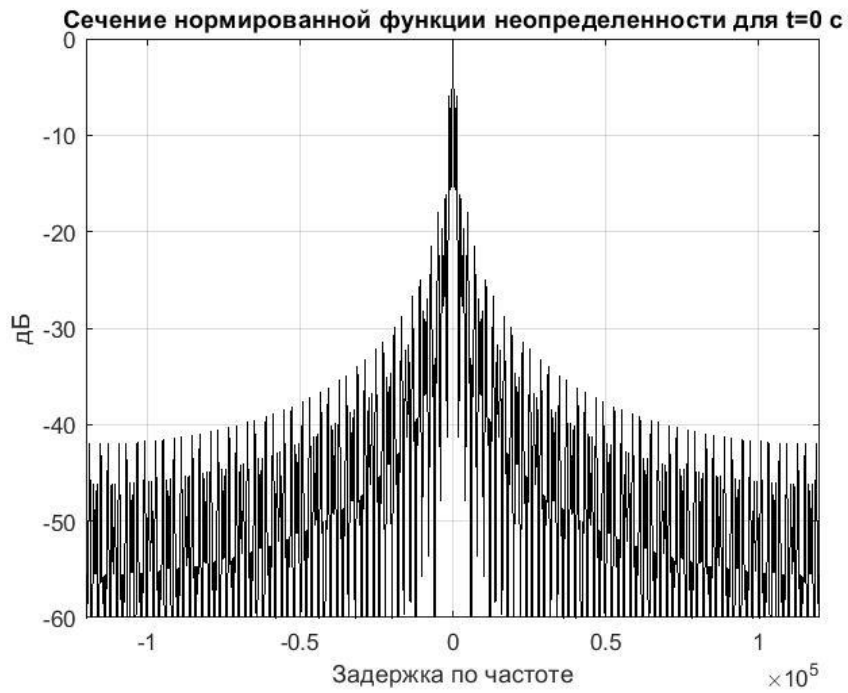


Рис. 19. Сечение ФН по частоте моделируемого сигнала ( $\Delta f = 5$  кГц,  $N = 3$ ).

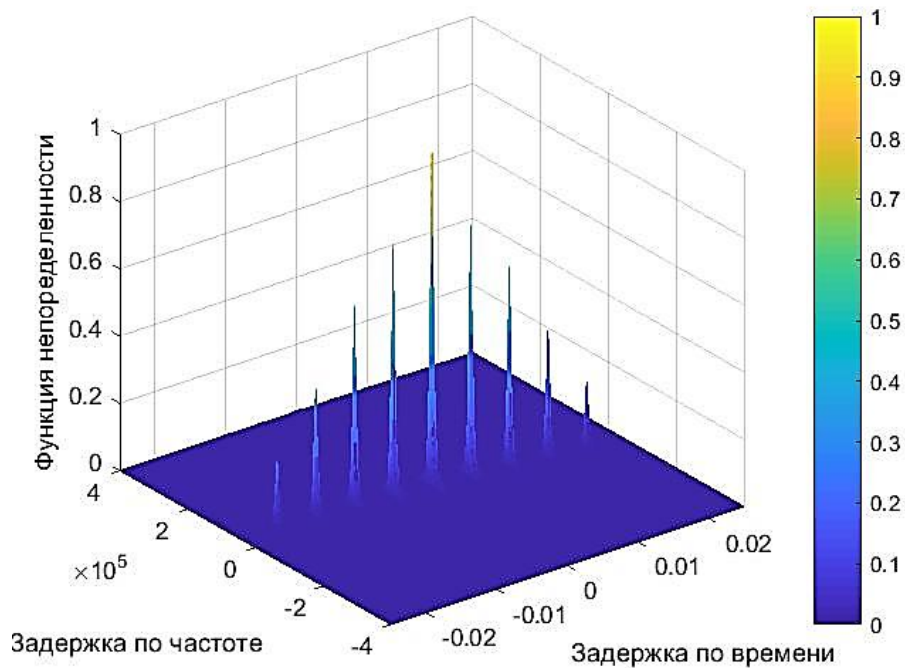


Рис. 20. ФН моделируемого сигнала ( $\Delta f = 10$  кГц,  $N = 5$ ).

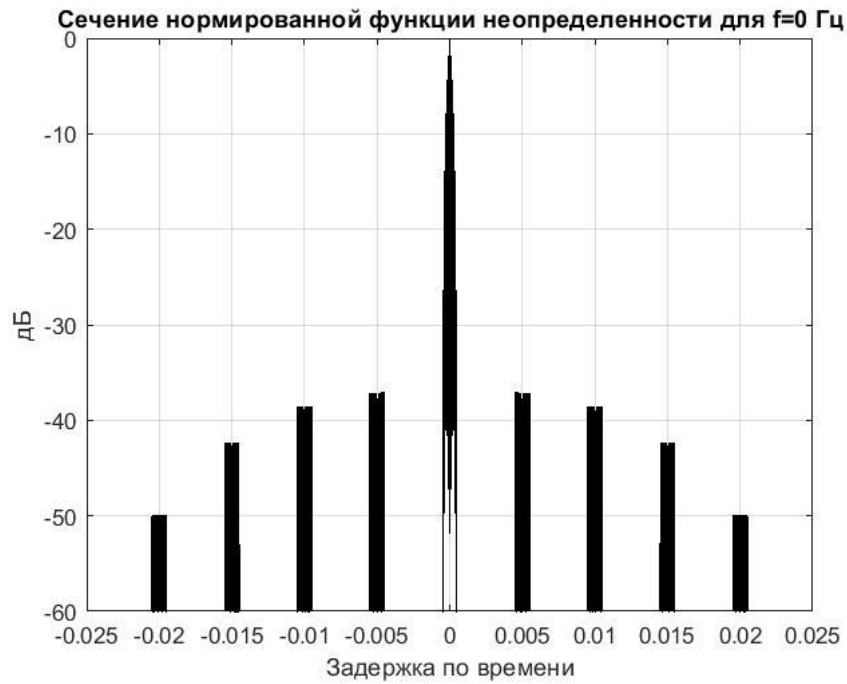


Рис. 21. Сечение ФН по времени моделируемого сигнала ( $\Delta f = 10$  кГц,  $N = 5$ ).

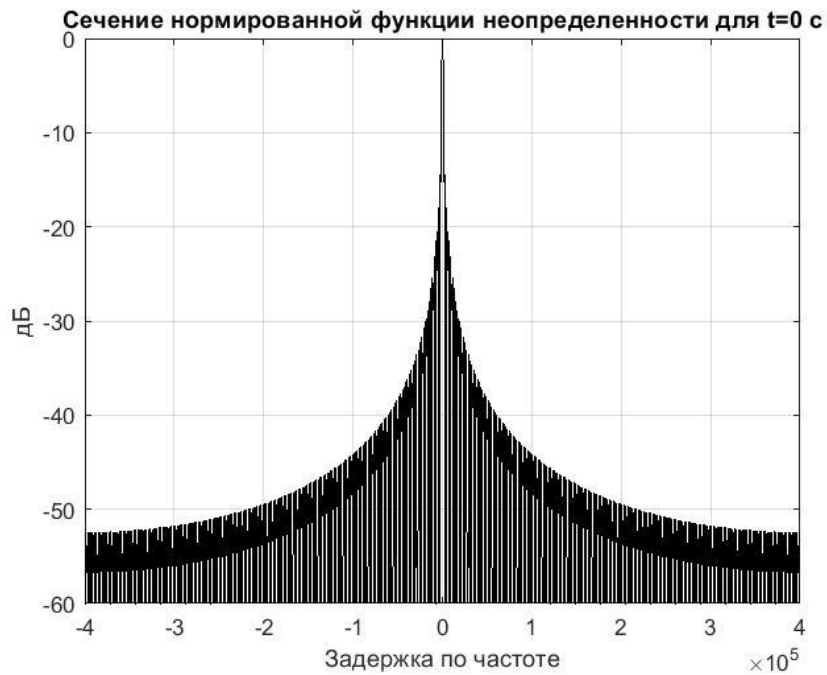


Рис. 22. Сечение ФН по частоте моделируемого сигнала ( $\Delta f = 10$  кГц,  $N = 5$ ).

Результаты моделирования (рис. 17-22) показывают, что с увеличением числа импульсов в пачке и увеличением шага изменения частоты уровень боковых лепестков ФН уменьшается. Пачка из большего количества импульсов имеет лучшее разрешение по дальности, вследствие сужения главного лепестка ФН.

### 3. Модель устройства синтеза зондирующих сигналов

Программная реализация позволяет оценить параметры генерируемых сигналов, однако важным является также оценка практической возможности создания модели устройства синтеза ЗС со СИЧ, которые могут служить основой передатчиков РЛС подповерхностного зондирования, многофункциональных РЛС или для РЛС дистанционного мониторинга биообъектов [18-19].

#### *Аналоговый формирователь сигнала СИЧ*

В качестве примера рассмотрена модель устройства для генерирования простого СИЧ сигнала со следующими параметрами.

Таблица 2. Параметры генерируемого сигнала.

Параметр	Значение
Начальная частота, $f_0$	1 МГц
Шаг изменения частоты, $\Delta f$	10 кГц
Длительность импульса, $\tau_{имп}$	500 мкс
Период повторения, $T$	5 мс
Количество импульсов в пачке, $N$	5

Схема модели устройства синтеза, формирующего СИЧ сигнал, на основе ГУН, приведена на рисунке 23.

Управляющим элементом служит транзистор VT1. Делитель из резисторов  $R_3$  и  $R_4$  обеспечивает отпирающее смещение на базу. Эти же резисторы и резистор  $R_1$  обеспечивают запирающее автосмещение от постоянных токов соответственно базы  $I_{б0}$  и эмиттера  $I_{э0}$ . Через делитель  $R_1$ - $R_2$  на варикап VD1 подается смещение для работы на линейном участке ВФХ, это необходимо для ступенчатого изменения частоты на выходе модели устройства. Конденсатор обратной связи  $C_3$  и контурный конденсатор  $C_4$  дополняют емкость варикапа до емкостной трехточки.

Генерируемый сигнал с заданными параметрами представлен на рисунках 24-25.

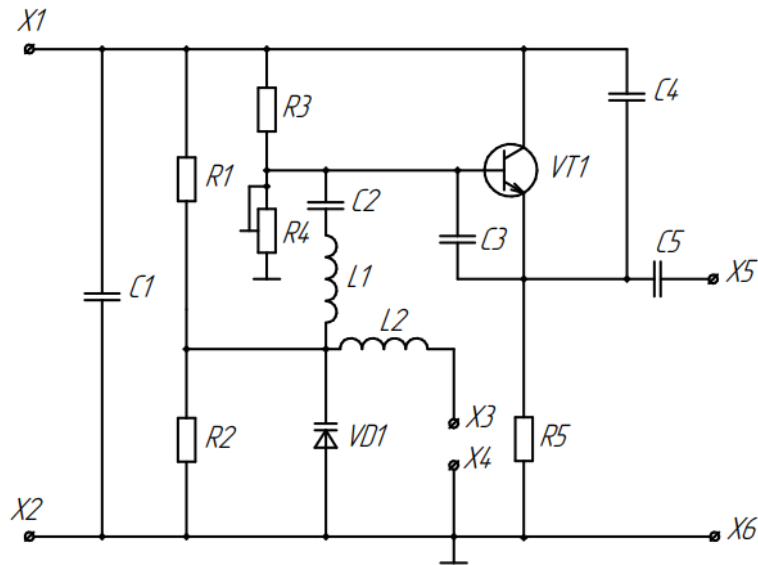


Рис. 2. Схема модели устройства синтеза СИЧ сигнала.

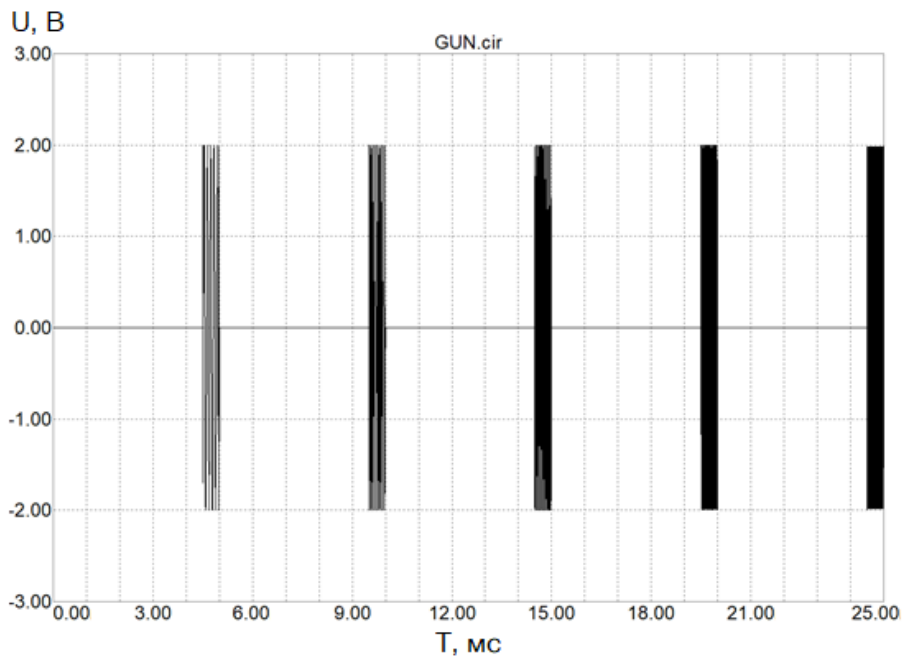


Рис. 24. Последовательность импульсов СИЧ сигнала на выходе модели устройства ( $N = 5$ ,  $\Delta f = 10$  кГц).

Сопоставление результатов схемотехнического моделирования (рис. 24) с программными реализациями (рис. 16б), показывает, что результаты совпадают. Рассмотренное устройство синтеза может использоваться, например, в РЛС, предназначенных для подповерхностного зондирования.

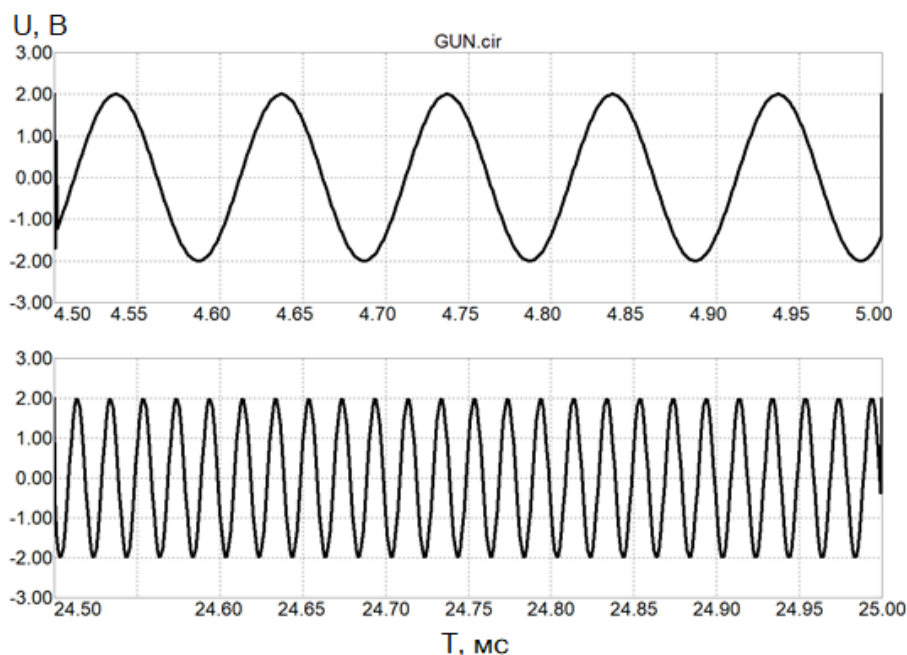


Рис. 25. Первый и пятый импульс последовательности СИЧ сигнала.

### Формирователь СИЧ сигнала на основе лазеров

Одной из тенденций развития РЛС является создание радиотонных комплексированных радиолокаторов с единой аппаратурой. Появляются возможности создания многодиапазонных РЛС с одним задающим лазером, который составляет основу передающего устройства [20]. В связи с этим возникает потребность генерировать СИЧ сигнал в оптическом диапазоне с помощью лазеров.

В качестве примера можно отметить инжекционные перестраиваемые лазеры на основе GaInAsSb (антимонида арсенида галлия-индия), который работает в диапазоне 2,0–2,4 мкм. Температурное изменение позволяет настраивать лазеры данного типа на диапазон длин волн, выбранный заранее, где лежат линии поглощения газов. Однако, стоит отметить, такие лазеры работают только на коротких импульсах тока, причем изменение частоты (шаг) не линеен. Связано это с нелинейным увеличением температуры активной области. Для обеспечения равномерно шага частоты, необходимо, чтобы стационарная температура устанавливалась за время, которое меньше длительности импульса тока, а также необходимо постоянное увеличение тока



в процессе импульса. Характерные зависимости токовой и тепловой перестройки показаны на рисунке 26.

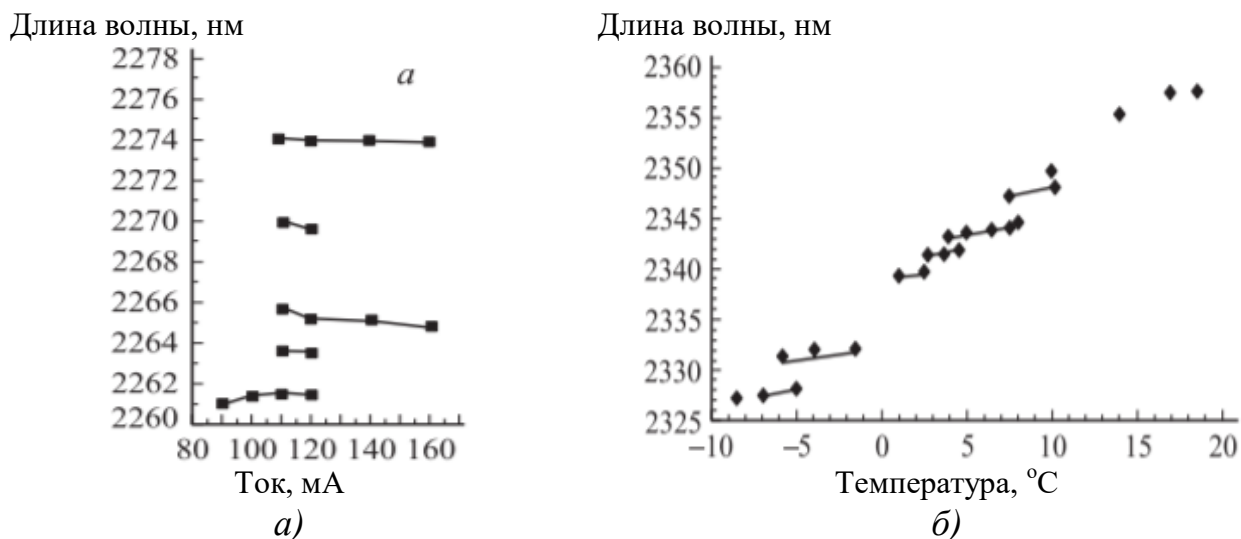


Рис. 26. Зависимость длин волн излучения резонаторных мод от тока *a)* и температуры *б)* [21].

Из рисунка 26 видно, что возникают нелинейные оптические взаимодействия, в результате которых образуется многомодовый режим генерации на одной длине волны несущей.

Недостатком лазеров, шаг частоты (длина волны) которых осуществляется перестройкой тока накачки или изменением температуры, является малое значение выходной мощности, большое омическое и тепловое сопротивление, которые приводят к нестабильности в работе, в результате чего, такие лазеры не годятся для применения в составе передающих систем в качестве задающих устройств при реализации многодиапазонных РЛС методами радиофотоники.

Более широкое распространение получили лазеры с распределенной обратной связью (РОС) и лазеры с распределенными брэгговскими отражателями (РБО). Данные классы лазеров имеют одночастотный режим работы и достаточно большую оптическую мощность излучения в широком диапазоне температур, а также относительную простоту реализации [22].

В представленных типах лазерах переключение длины волны генерации лазера можно осуществить за счет сдвига максимума усиления лазера при

изменении тока инжекции, рисунок 27. Таким образом, генерация лазера будет осуществляться на той длине волны, для которой при отражении от решетки наблюдается более выраженная обратная связь при данной температуре и токе, то есть резонансная длина волны решетки лучше совпадает с линией, генерируемой собственно резонатором лазерного кристалла.

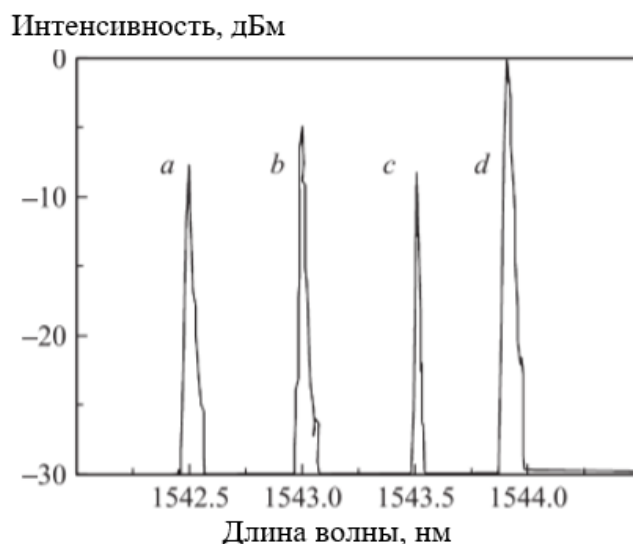


Рис. 27. Токовая скачкообразное изменение между четырьмя длинами волн [23].

Скачкообразное изменение длины волны несущей посредством изменения температуры показано на рисунке 28.

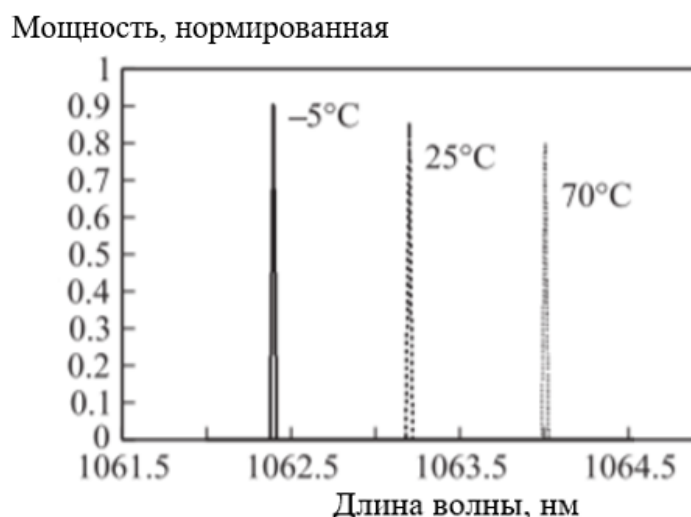


Рис. 28. Температурная перестройка длины волны [23].

РОС и РБО лазеры способны генерировать динамически стабильное излучение с узкой шириной линии 10 кГц в диапазоне 635–1650 нм. В

дальнейшем, данные лазеры совмещают с оптическими и радиоэлектронными элементами для создания оптоэлектронного генератора (ОЭГ), который может использоваться для формирования сигналов многодиапазонного радиолокатора.

### **Заключение**

Исследованы и обобщены методы и принципы генерирования сигналов со ступенчатым изменением частоты. Реализованы математические модели СИЧ сигналов. Показано, что применение СИЧ сигналов позволяет увеличить разрешающую способность по дальности, повысить устойчивость к распознаванию сигнала перехватчиком, улучшить помехозащищенность РЛС, улучшить многоцелевое разрешение.

Проведенное математическое и схемотехническое моделирование, показало, что могут быть реализованы устройства синтеза ЗС с требуемыми параметрами, в том числе на основе ОЭГ.

На основе предложенных подходов могут быть созданы комплексированные перспективные многодиапазонные РЛС с единым генератором на основе задающего лазера со ступенчатой перестройкой длины волны излучения. Такие РЛС позволят объединить преимущества различных диапазонов длин волн.

### **Литература**

1. Филипов Б.О. Применение сигнала со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) в условиях работы на ограниченной полосе частот. *Современная наука: актуальные проблемы и пути их решения*. 2017. №2. С. 55-58.
2. Костров В.В. и др. Анализ возможностей двухчастотного космического РСА X и P диапазонов. *Всероссийские открытые Армандовские чтения*. 2019. С.371-383.
3. Quan Y. et al. FM sequence optimisation of chaotic-based random stepped frequency signal in through-the-wall radar. *IET Signal Processing*. 2017. Vol.11. No.7. P.830-837.
4. Zheng C., Xi X., Song Z. Through-the-wall radar clutter mitigation using stepped-frequency signal. *Electronics Letters*. 2019. Vol.55. No.1. P.53-55.

5. Голов Н.А. и др. Радиофотоника в перспективных радиолокационных системах. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2020. Т.74. №.12. P.17-31.
6. Patent CN No. 102185608A. Zhang Chunrong, et al. *Method for generating stepped frequency signals based on combination of direct digital synthesis (DDS) and ping-pong phase locked loop*. Application Date: 12.05.2011. Publication Date: 14.09.2011.
7. Robinson L.A., Weir W.B., Young L. Location and recognition of discontinuities in dielectric media using synthetic RF pulses. *Proceedings of the IEEE*. 1974. Vol.62. No.1. P.36-44.
8. Suksmono A.B., et al. Signal processing of range detection for SFCW radars using Matlab and GNU radio. *2014 International Conference on Computer, Control, Informatics and Its Applications (IC3INA)*. IEEE, 2014. P.145-148.
9. Munir A. et al. Simulation design of compact stepped-frequency continuous-wave through-wall radar. *2015 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI)*. IEEE, 2015. P.332-335.
10. Лобач В.Т., Потипак М.В. Измерение дальности медленно движущейся цели радиолокатором с высокой разрешающей способностью по дальности. *Известия Южного федерального университета. Технические науки*. 2014. №11. С.160.
11. Hanmei Z., Wanjie S., Linrang Z. Method of chirp-subpulse stepped frequency signal range profile based wavelet transform at low altitude. *2009 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*. IEEE, 2009. P.916-620.
12. Chongyu W., Yang Y., Junxian C. Chirp sub-pulse stepped frequency radar signal processing. *2010 Third International Symposium on Information Processing*. IEEE, 2010. P.251-254.
13. Gu X., Zhang Y., Zhang X. Stepped frequency random noise UWB radar signal. *2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*. IEEE, 2011. P.1-4.

14. Qiongdan H., et al. A new multicarrier chaotic phase coded stepped-frequency pulse train radar signal and its characteristic analysis. *2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2015. P.444-448.
15. Zeng T., et al. Design and processing of a novel chaos-based stepped frequency synthesized wideband radar signal. *Sensors*. 2018. Vol.18. No.4. P.985.
16. Levanon N., Mozeson E. Modified costas signal. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2004. Vol.40. No.3. P.946-953.
17. Борисов В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. Москва, РадиоСофт. 2011. 550 с.
18. Бабочкин М.И., Толстов Е.Ф. Фазовое портретирование в многоканальных РСА. *6-е Всероссийские Армандовские чтения. Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред*. Муром. 31 мая - 2 июня. 2016. С.287.
19. Su W.C., et al. Stepped-frequency continuous-wave radar with self-injection-locking technology for monitoring multiple human vital signs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2019. Vol.67. No.12. P.5396-5405.
20. Falconi F., et al. A combined radar & lidar system based on integrated photonics in silicon-on-insulator. *Journal of Lightwave Technology*. 2020. Vol.39. No.1. P.17-23.
21. Астахова А.П. и др. Тепловая и токовая перестройка длины волны излучения квантово-размерных лазеров диапазона 2. 0 – 2. 4мкм. *Физика и техника полупроводников*. 2003. Т.37. №4. С.502-507.
22. Наний О.Е. Оптические передатчики с перестраиваемой длиной волны излучения для DWDM-сетей связи. *Lightwave Russian Edition*. 2006. №1. С.51.
23. Дураев В.П., Медведев С.В. Перестраиваемые одночастотные полупроводниковые лазеры. *Физика и техника полупроводников*. 2014. Т.48. №1. С.2011.

**Для цитирования:**

Галкин Н.К., Голов Н.А. Методы синтеза зондирующих сигналов со ступенчатым изменением частоты. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.15>